

# Receptor BiCMOS de conversión directa para aplicaciones de UWB

Laura Diego Arroyo<sup>(1)</sup>, Amparo Herrera Guardado<sup>(1)</sup>, Yolanda Jato LLano<sup>(1)</sup>

[laura.diegoarroyo@unican.es](mailto:laura.diegoarroyo@unican.es), [herreraa@unican.es](mailto:herreraa@unican.es), [jatoy@unican.es](mailto:jatoy@unican.es)

<sup>(1)</sup>Dpto. de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria.

Edificio de I+D+i de Ingeniería de Comunicaciones, Plaza de la Ciencia s/n, 39005 Santander (Cantabria)

**Abstract-** This paper presents a direct down converter for a receiver of ultra-wide band system in the upper European band in low cost BiCMOS technology. The RF and LO frequency bands cover from 6 to 9 GHz and the IF frequency band goes up to 500 MHz depending on the decoupling capacitor.

## I. INTRODUCCIÓN

En las últimas décadas las comunicaciones inalámbricas presentan una tendencia a aplicaciones cada vez más flexibles, de banda más ancha y con frecuencias de portadora más elevadas, además de buscar en todo momento un bajo consumo y una alta integración, que permita reducir el tamaño y el peso del dispositivo del usuario final.

En este ámbito surge la tecnología de ultra banda ancha, más conocida por sus siglas en inglés UWB (Ultra Wide Band), con el propósito de satisfacer las cada vez más exigentes necesidades de la sociedad en este ámbito. Con ella se pretende conseguir un sistema inalámbrico de bajo coste, consumo de potencia reducido y una tasa de transmisión máxima.

Se considera que una señal es de banda ultra ancha si ocupa un ancho de banda de 500 MHz o más (ancho de banda absoluto) y/o usa un ancho de banda que es superior al 20% de la frecuencia central (ancho de banda relativo) [1]. Este gran ancho de banda brinda interesantes posibilidades tanto en el ámbito militar (aplicaciones radar: detección de minas terrestres, rescate de víctimas, imagen a través de muros, etc.) como en el ámbito civil (sensores, comunicaciones, aplicaciones médicas, etc.).

Esta tecnología presenta numerosas ventajas como: altas tasas binarias (cercas a los 500 Mbit/s), bajo potencial de interferencia [2], bajo potencial de interceptación, entre otras. De igual forma, presenta una desventaja importante: su radio de acción se reduce a pocas decenas de metros para el caso de las velocidades más altas de transmisión. En la Fig. 1 se pueden ver una comparativa del alcance de diferentes sistemas inalámbricos.

Si bien se permite el uso de comunicaciones UWB sin licencia, se establece una serie de limitaciones en cuanto a la densidad de potencia transmitida en función de la frecuencia. Los dos principales organismos encargados de regular estas emisiones a través de unas mascarar de transmisión son: la FCC (Federal Communication Commission) en Estados Unidos y la CEPT (European Conference of Postal and Telecommunications Administrations) en Europa.

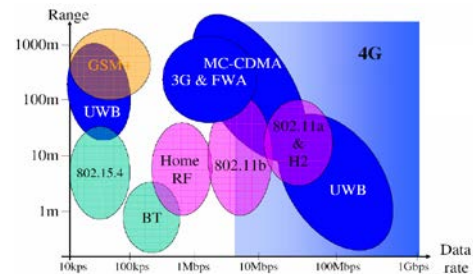


Fig. 1 Movilidad en diferentes sistemas inalámbricos

En el caso de la FCC [3] se distingue entre sistemas en interiores y exteriores, pero coincidiendo en la máxima densidad espectral de potencia permitida ( $-41.3$  dBm/MHz), y estableciendo una primera franja del espectro por debajo de 960 MHz, y una segunda entre 3.1 y 10.6 GHz.

Siguiendo la máscara definida por la FCC, la CEPT definió dos bandas de operación para la Unión Europea, una entre 3.1 y 5 GHz y la segunda entre 6 y 9 GHz. En la banda inferior es necesario el uso de técnicas de migración tales como LDC (Low Duty Cycle) o DAA (Detect And Avoid), para evitar el uso de estas técnicas se decidió trabajar en la banda superior. En la Fig. 2 se comparan las mascarar de frecuencia definidas por ambas entidades.

El trabajo que aquí se presenta es el diseño de un receptor capaz de trabajar en la banda superior definida por la CEPT, de 6 a 9 GHz para aplicaciones de corto alcance. En particular, para aplicaciones que requieren una alta velocidad de transferencia de datos como USB 3.0.

## II. DISEÑO RECEPTOR

### A. Receptor de Conversión Directa

Una de las topologías más utilizadas en el diseño de un receptor es aquella basada en la conversión directa (Fig. 3) de la señal de RF a banda base en una etapa de mezcla [4].

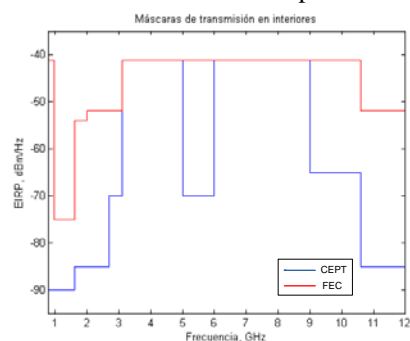


Fig. 2 Máscaras de transmisión en interiores

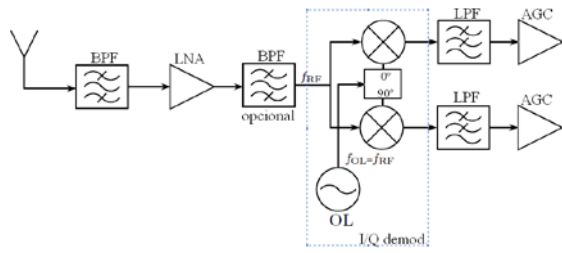


Fig. 3 Diagrama de bloques de un receptor de conversión directa

En esta topología es necesario el uso de una modulación en cuadratura, incluyendo dos osciladores locales desfasados  $90^\circ$  entre sí, con el fin de evitar la corrupción de la señal de información [5]. La principal ventaja que presenta esta topología es su gran factor de integración gracias a no necesitar el uso de voluminosos filtros externos para eliminar la frecuencia imagen. Sin embargo, esta topología presenta algunos inconvenientes que son importantes tener en cuenta a la hora de realizar el diseño. La principal desventaja de esta topología es el gran nivel de sensibilidad que presenta a errores de amplitud y fase entre las ramas de fase y cuadratura (I/Q). Aunque estos desajustes son inevitables pueden ser minimizados llevando a cabo un *layout* lo más simétrico posible.

El receptor diseñado está compuesto fundamentalmente por tres componentes: un amplificador de bajo ruido, un mezclador y un balun.

#### B. Amplificador de bajo ruido

El amplificador de bajo ruido (LNA) diseñado está compuesto por dos transistores en cascada, esta topología se puede ver en la Fig. 4. Tanto la entrada como la salida están adaptadas a  $50\Omega$  para minimizar la desadaptación y por tanto la pérdida de potencia hacia otros componentes del receptor.

Los transistores Q1 y Q2 son los encargados de realizar la amplificación de la señal. Para polarizar el primer transistor con la intensidad de base adecuada se ha utilizado el transistor Q3 en vez de una bobina, para así evitar el problema de la gran área que ocupan y la poca flexibilidad de dicho componente. En la segunda etapa del amplificador se incluye una resistencia de realimentación en paralelo ( $R_f$ ) que, además de polarizar el transistor Q2, consigue hacer más plana la respuesta en ganancia, evita problemas de estabilidad y adapta en baja frecuencia el transistor mediante realimentación negativa.

#### C. Mezclador doblemente balanceado

Para el diseño del mezclador se ha optado por un mezclador activo por las ventajas que presenta frente a un dispositivo pasivo [6]: ganancia de conversión, menos espurios y menor sensibilidad a las terminaciones de los puertos.

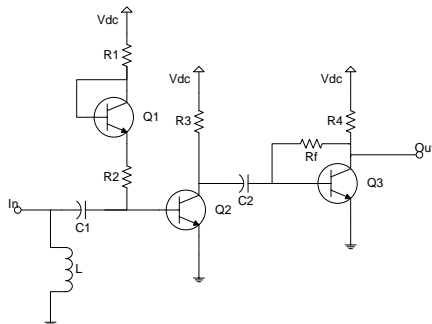


Fig. 4 Topología del amplificador de bajo ruido

Dentro de las diferentes topologías de mezcladores activos se ha optado por una topología diferencial, en concreto una estructura Gilbert doblemente balanceada, Fig. 5.

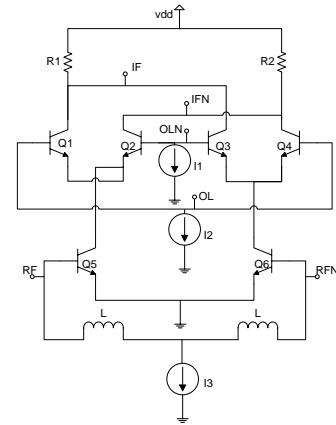


Fig. 5 Mezclador doblemente balanceado en celda de Gilbert

El mezclador con celda de Gilbert consiste en una etapa de transconductancia (Q5 y Q6), una etapa de conmutación (Q1-Q4) y la carga del circuito. La etapa de transconductancia transforma la señal a la frecuencia de RF en modo tensión en una señal de corriente. Estas corrientes alimentan el núcleo del mezclador formado por los transistores Q1-Q4. La salida está en forma de corriente y puede ser convertida en tensión a través del circuito de carga [7].

#### D. BALUNS

Un balun (del inglés **B**alanced-**U**nbalanced) es un dispositivo capaz de convertir una señal proveniente de un puerto no balanceado en dos señales balanceadas [8]. Es necesaria la utilización de este dispositivo ya que al utilizar un mezclador doblemente balanceado nos obliga a utilizar dos señales de RF y dos señales de OL desfasadas cada una de ellas  $180^\circ$ .

Para el diseño de los baluns se optó por la utilización de una estructura activa, descartando otro tipo de estructuras más populares como: redes pasivas LCR, transformadores y líneas microstrip. Ya que es una de las soluciones con mayor factor de integración, además de cumplir las especificaciones para toda la banda de operación [9]. En la Fig. 6 se muestra un esquema del par diferencial de dos etapas utilizado.

Ambos diseños realizados están adaptados a la entrada a  $50\Omega$  y a la salida a la impedancia que presenta el mezclador a la entrada en cada uno de los puertos. Para intentar reducir el tamaño de las bobinas de la segunda etapa se añadió dos condensadores (C9 y C10) en paralelo a dichas bobinas reduciendo con ello la necesidad un gran valor de inductancia.

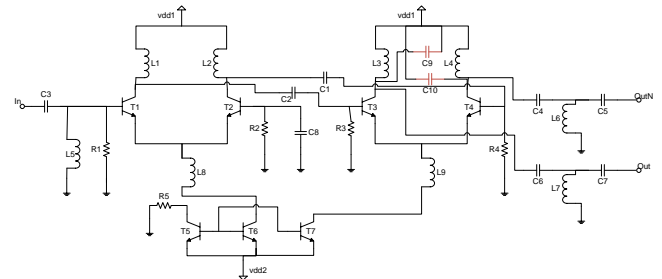


Fig. 6 Topología de los BALUNS

### III. SIMULACIONES

Las simulaciones a nivel esquemático han sido llevadas a cabo en ADS gracias a las librerías proporcionadas por la *foundry* para el proceso SG25V de IHP, siendo necesario realizar los diferentes *layout* en Cadence por falta de modelos de líneas de transmisión para ADS. Con los *layout* obtenidos se realizó simulaciones electromagnéticas en ADS.

A continuación se describen los principales resultados obtenidos a través de simulaciones.

#### A. Amplificador de bajo ruido

El amplificador anteriormente descrito se alimentó con una única fuente de 4.2 V produciendo un consumo de corriente de 8.673 mA. En la Fig. 7 se puede ver el *layout* del diseño final del LNA.

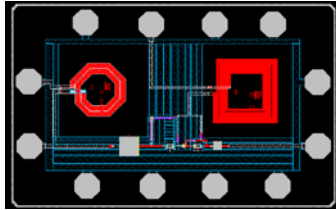


Fig. 7 Layout LNA (1.28x0.8mm<sup>2</sup>)

El amplificador diseñado presenta una buena adaptación tanto a la entrada como a la salida, presentando valores por debajo de los -11 dB y -14 dB respectivamente. Además, se ha garantizado un buen aislamiento entre la entrada y la salida del LNA (-33 dB). Gracias a la resistencia de realimentación se obtiene una ganancia bastante plana en toda la banda de operación, obteniendo una ganancia máxima de 15 dB para la frecuencia inferior de la banda. Estos resultados quedan resumidos en la Fig. 8 a través de los parámetros de *Scattering* del LNA.

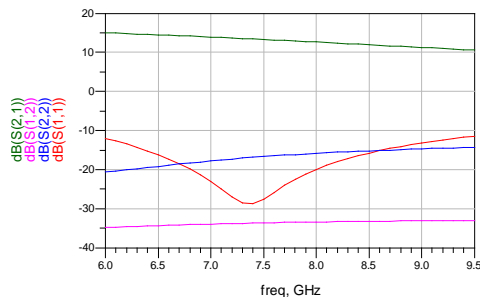


Fig. 8 Parámetros de S del LNA

#### B. Mezclador

El mezclador diseñado (Fig. 9) es alimentado con una única fuente de 4.2 V que alimenta tanto al propio mezclador como a los propios espejos de corriente encargados de alimentar la base de los transistores que conforman la celda de Gilbert, produciendo un consumo de 22 mA.

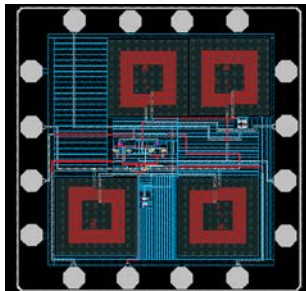


Fig. 9 Layout mezclador (1.3x1.3mm<sup>2</sup>)

El diseño del mezclador realizado presenta una ganancia de conversión máxima en la banda de trabajo de 18.535 dB, manteniendo un desfase entre las señales de IF e IFN cercanas a los 180°.

Si se fija la potencia de OL a -10 dBm, y se realiza un barrido en la potencia de RF, se puede comprobar que el punto de compresión 1dB se encuentra para una potencia de RF de -18 dB para una frecuencia de 7.5 GHz (Fig. 10). Se ha obtenido un valor de punto de intersección de tercer orden de -7 dBm, por lo que podemos garantizar que el mezclador se encontrará en la su zona lineal de trabajo.

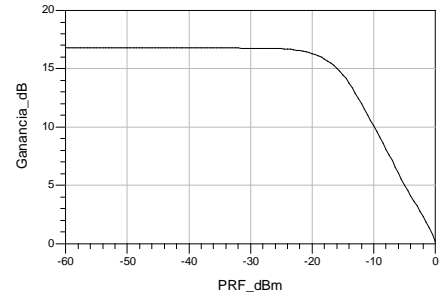


Fig. 10 Ganancia de conversión en función de la potencia de RF

#### C. BALUNs

Para realizar el diseño de los baluns en primer lugar se realizó una simulación en pequeña señal para optimizar los valores de los componentes de tal forma que se consiguiese los mejores valores posibles en dos de los parámetros más importantes a la hora de realizar el diseño de este tipo de componente: El desequilibrio en amplitud y en fase [8]. Este tipo de simulación no tiene en cuenta la potencia de entrada del circuito por lo que fue necesario realizar unas pequeñas modificaciones mediante la simulación del circuito en balance armónico. Finalmente, se obtuvo una desviación en la fase de 0.5° respecto a 180° y 0.22 dB en la amplitud entre las señales de salida. En la Fig. 11 se muestra es aspecto de *layout* del diseño final.

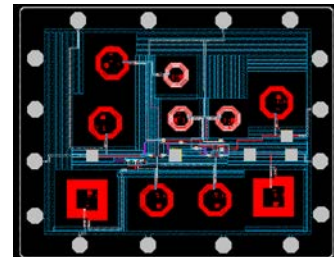


Fig. 11 Layout Balun (2x1.6mm<sup>2</sup>)

#### D. Receptor completo

Una vez caracterizados los diferentes dispositivos por separado se procedió a la simulación del receptor completo (Fig. 12) con el propósito de comprobar el correcto funcionamiento del mismo en toda la banda de operación.

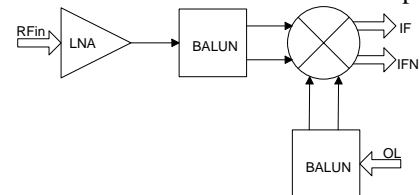


Fig. 12 Esquema del receptor diseñado

La ganancia de conversión del receptor dependerá de frecuencia de la señal de entrada del LNA. En la Fig.13 se puede ver que se ha obtenido una ganancia máxima en torno a 19 dB para la menor frecuencia de la banda de operación, disminuyendo este valor aproximadamente 4 dB para la frecuencia más alta. Además, se ha comprobado que el desfase entre las dos señales de salida del mezclador mantienen un desfase de entorno a 180°.

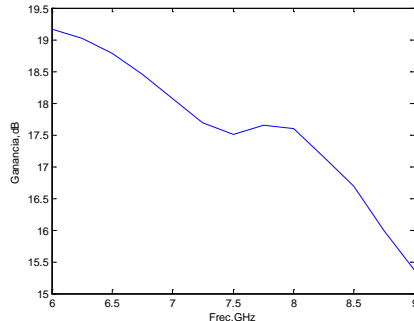


Fig. 13 Variación de la ganancia en función de la frecuencia de RF

Fijando la frecuencia de entrada a 7.5 GHz (frecuencia situada a la mitad de la banda de trabajo) y una potencia de oscilador local de -10 dBm, se obtuvo un punto de compresión 1 dB a la entrada de -19 dBm. Para garantizar la linealidad del diseño se calculó el punto de intermodulación de tercer orden, obteniendo un valor de -12.5 dBm, valor que garantiza que el diseño está trabajando en la zona lineal.

Para la mejor caracterización del receptor se llevó a cabo la simulación de una señal de UWB utilizando modulación OFDM a la entrada del amplificador. El estándar para este tipo de señal subdivide el espectro de UWB en 14 bandas agrupadas en 6 grupos, todas ellas con un ancho de banda de 528 MHz (Fig. 14). Las simulaciones han sido llevadas a cabo en la banda del grupo 6 por ser una de las que mejor se adapta a la banda de operación en la que se han realizado los diseños (6-9 GHz). En la Fig. 15 se muestra el espectro de potencia obtenido en el caso de utilizar tasa de transmisión de 480 Mbps.

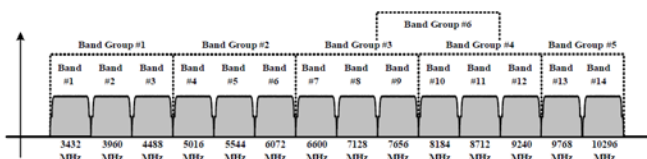


Fig. 14 Diagrama de la situación de los grupos OFDM

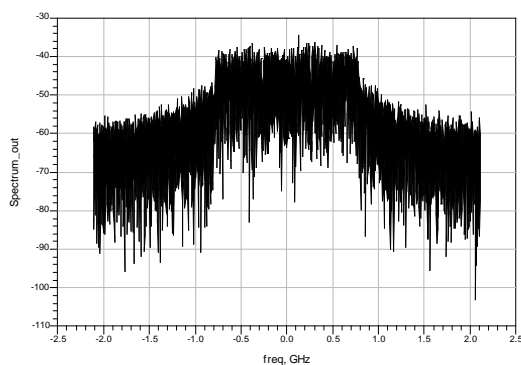


Fig. 15 Espectro de potencia a la salida del receptor

#### IV. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta el diseño de un receptor de conversión directa para aplicaciones en la banda superior de UWB. El hecho de utilizar una topología de conversión directa nos permite obtener un grado de integración mayor en comparación con otro tipo de estructuras.

La tecnología de bajo coste utilizada es IHP SGB25V de SiGe de 0.25  $\mu\text{m}$ . Pese a no ser una tecnología orientada a aplicaciones de bajo ruido los resultados obtenidos en este aspecto son buenos.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido realizado gracias a la financiación del proyecto HORFI: Tecnologías de RF para terminales MIMO de banda ultra-ancha, TEC2012-38402-C04-04 del Ministerio de Economía y Competitividad del Gobierno de España.

#### REFERENCIAS

- [1] Molisch, A.F.; "Ultra-Wide-Band Propagation Channels," *Proceedings of the IEEE*, vol.97, no.2, pp.353-371, Feb. 2009
- [2] Chiani, M.; Giorgetti, A.; "Coexistence Between UWB and Narrow-Band Wireless Communication Systems," *Proceedings of the IEEE*, vol.97, no.2, pp.231-254, Feb. 2009
- [3] Federal Communications Commission. Revision of Part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. First report and order, 1-118, 2002
- [4] Abidi, A.A.; "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol.30, no.12, pp.1399-1410, Dec 1995
- [5] Razavi, B.; "Design considerations for direct-conversion receivers," *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol.44, no.6, pp.428-435, Jun 1997
- [6] Voltti, M.; Koivi, T.; Tiiliharju, E.; "Comparison of active and passive mixers," *Circuit Theory and Design, 2007. ECCTD 2007. 18th European Conference on*, vol., no., pp.890-893, 27-30 Aug. 2007
- [7] Johansen, T.K.; Vidkjaer, J.; Krozer, V.; "Analysis and design of wide-band SiGe HBT active mixers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.53, no.7, pp. 2389- 2397, July 2005
- [8] Godara, B.; Fabre, A.; "State of the Art for Differential Circuits and Baluns in Wireless Communications Transceivers; A New Wideband Active Balun in SiGe-BiCMOS Technology", *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol.14, pp. 355-386, 2006
- [9] Godara, B.; Fabre, A.; "A Highly Compact Active Wideband Balun With Impedance Transformation in SiGe BiCMOS," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.56, no.1, pp.22-30, Jan. 2008